اینورتر چندسطحی پُل H با ساختار منبع امپدانس

مازیار فخرایی[۱]، کارشناسی ارشد؛ امیرحسین رجایی[۲]، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران – m.fakhraie@sutech.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران – a.rajaei@sutech.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک ساختار جدید برای اینورتر پُل H آبشاری چندسطحی مبتنی بر مبدل منبع امپدانس DC-DC ارائه شده است که تنها نیاز به یک ورودی DC دارد. به‌منظور ایجاد چند ورودی ولتاژ ایزوله موردنیاز برای اینورترهای پُل H از مبدل منبع امپدانس ترانسفورماتور DC-DC استفاده شده که توانایی افزایش سطح ولتاژ را نیز دارد. در ساختار جدید، اصول عملکرد و کلیه روابط حاکم بر مبدل پیشنهادی به‌طور کامل بررسی شده است. نمونه پیشنهادی ولتاژ ۲۵ ولت DC ورودی پنل خور شیدی را به ۳۳۳ ولت AC در حالت CCM تبدیل می‌کند. شبیه سازی ساختار پیشنهادی توسط برنامه شبیه‌ساز MATLAB انجام شده و با تحلیل تئوری اعتبارسنجی شده است، که نتایج به‌دست‌آمده، صحت تحلیل تئوری را نشان می‌دهند.

واژه‌های کلیدی: اینورتر چندسطحی، قاب خورشیدی، مبدل منبع امپدانس، مبدل DC-DC.

H-Bridge Multilevel Inverter Based on Z-Source Structure

M. Fakhraie[1], MSc; A. Rajaei[2], Assistant Professor

1- Department of Electrical and Electronic Engineering Shiraz University of Technology, Shiraz, Shiraz, Iran,
Email: m.fakhraie@sutech.ac.ir
2- Department of Electrical and Electronic Engineering Shiraz University of Technology, Shiraz, Shiraz, Iran,
Email: a.rajaei@sutech.ac.ir

Abstract: This paper presents a multilevel inverter which includes DC-DC Z-source converter that is connected through DC link to multilevel cascaded H-bridge inverter. In order to provide several isolated input DC sources required for H-Bridge structure, Z-source DC-DC converter is applied which also have the ability to boost the input. Operation principles, configuration, and the relations for steady state operation of the converter are described in detail. Simulation of proposed topology is carried out using MATLAB/Simulink and the results are included in the paper. The proposed module is used to converts input voltage of 25 Vdc from Photovoltaic (PV) panels to 333 V ac in CCM to verify the effectiveness of the theoretical analysis.

Keywords: Multilevel inverter, Photovoltaic panel, Z-source converter, DC-DC converter.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۲۵
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۱۰/۱۸ و ۱۳۹۵/۱۲/۱۷
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۵/۰۹

نام نویسنده مسئول: امیرحسین رجائی
نشانی نویسنده مسئول: شیراز – بلوار مدرس – دانشگاه صنعتی شیراز – دانشکده برق و الکترونیک

۱- مقدمه

امروزه، مبدل‌های DC-DC با بهره ولتاژ بالا در اتصـــال منابع انرژی تجدیدپذیر مانند قاب خورشـــیدی به شـــبکه برق، به‌صـــورت گســـترده مورداســـتفاده قرار گرفته اســـت[۱]. به‌خصـــوص این‌که انرژی قاب خورشـــیدی یکی از مفیدترین منابع انرژی تجدیدپذیر به دلیل پاک و نامحدود بودن اسـت. اتصـال قاب‌های خورشـیدی به شـبکه قدرت در سیستم توزیع به چندین صورت انجام می‌گیرد، برای سیستم‌های توزیع به‌صورت مرکزی، چند رشته‌ای و انواع دیگر وجود دارد[۲، ۳]. شکل ۱ یک واحد AC را نشـان می‌دهد که توسـط قاب خورشـیدی و از طریق مبدل DC-DC و پُل H، خروجی چندســـطحی را ایجاد می‌کند تا ولتاژ ثابت و بالایی برای تأمین توان شبکه به‌وجود آورد.

مبدل منبع امپدانس به دلیل ویژگی های آن، از جمله قدرت افزایندگی بالا، اســترس ولتاژ کم کلیدها و انعطاف‌پذیری، در این نمونه استفاده شده است. این مبدل دارای یک شبکه امپدانسی منحصر به‌فرد است که مدار اصلی مبدل را به منبع توان، بار و یا دیگر مبدل‌ها متصل می‌کند[۴، ۵].

ویژگی‌های ساختار مبدل پیشنهادی عبارت‌اند از[۶]:

۱) ترانسفورماتورهای مبدل پیشنهادی دارای نسبت دور کم است.

۲) انرژی اندوکتانس نشتی بر روی استرس کلیدها و دیودها بی‌تأثیر است.

۳) میزان ولتاژ کلیدهای مبدل پیشنهادی کم است.

در این مقاله بر روی اینورتر چندســـطحی (هفت‌ســـطحی پُل H) متصل به مبدل منبع امپدانس بر اساس ساختار نشان داده شده در شکل ۲ تمرکز شده است. ساختار منحصر به‌فرد اینورترهای منبع ولتاژ چندســطحی این اجازه را به مبدل می‌دهد که به ولتاژ بالا با هارمونیک کم، بدون اســـتفاده از ترانســـفورماتور به‌عنوان افزاینده ولتاژ یا اتصـــال سری اجزا دست یابد[۷]. عیب اصلی این نوع مبدل تعداد زیاد کلیدها یا المان‌های نیمه‌هادی در سیستم است که باعث افزایش حجم و هزینه خواهد شد [۸].

ویژگی‌های قابل توجه در اینورترهای چند سطحی عبارت‌اند از [۹، ۱۰]:

۱) ولتاژ خروجی این مبدل دارای اغتشاش و dv/dt بسیار کم است.

۲) جریان ورودی دارای اغتشاش پایین است.

۳) اینورترهای چندسطحی با کلیدزنی کم‌تر عمل می‌کنند.

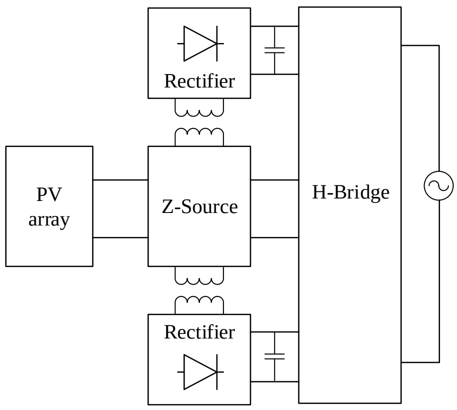
در رابطه با مبدل‌هایی که اخیراً به‌صورت چندسطحی و با استفاده از مبدل‌های منبع امپدانس طراحی شده‌اند می‌توان به مبدل مرجع [۱۱] اشاره کرد که یک اینورتر چندسطحی پل H آبشاری منبع امپدانسی را پیشنهاد داده است، این مبدل دارای ولتاژ خروجی بالا و ریپل جریان ورودی کم است، همچنین این مبدل دارای استرس ولتاژ خازن کم و اعوجاج هارمونیک کل پایین است و کنترل این مبدل با استفاده از روش افزاینده ساده صورت گرفته است. مبدل مرجع [۱۲] با استفاده از دوره اتصال کوتاه در مبدل منبع امپدانس، می‌تواند ولتاژ خروجی را تنظیم کند، در این مدار، مبدل منبع امپدانس مابین منبع DC ورودی و مدار اینورتر پل H قرار می‌گیرد و با استفاده از دوره اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون کنترل می‌گردد. کنترل این مبدل با استفاده از مدولاسیون تک‌قطبی و مدولاسیون فضای حالت صورت گرفته و مقایسه شده است و نتایج نشان می‌دهد که مدولاسیون تک‌قطبی ولتاژ خروجی بیشتر و کاهش استرس ولتاژ را در پی دارد. در مبدل مرجع [۱۳]، دیگر مانند مبدل‌های قدیمی چندسطحی، ولتاژ خروجی فقط به مجموع منابع ورودی وابسته نیست و با استفاده از دوره اتصال کوتاه می‌توان خروجی را کنترل کرد و نیازی به مبدل‌های DC/DC نخواهد بود و در مقابل اتصال کوتاه، قابلیت اطمینان بالاتری دارد و اعوجاج هارمونیک کُل نیز در این مبدل در مقایسه با مبدل‌های چندسطحی مرسوم کم‌تر است و تعداد کلیدها نیز کاهش داده شده‌اند. مبدل مرجع [۱۴] با استفاده از مبدل شبه‌منبع امپدانسی به همراه اینورتر چندسطحی آبشاری طراحی شده است که در این مرجع چند روش کنترلی، اعمال شده تا کلیدهای فعال کاهش یابند. روش کنترلی Phase-Shifted Pulse-Width-Amplitude Modulation دارای کلیدهای فعال کم‌تری در مقایسه با روش کنترلی Phase-Shifted Sinewave Pulse Width Modulation است. در مرجع [۱۵] مبدل ارائه شده یک مبدل پنج‌سطحی توسط اینورتر شبه‌منبع امپدانسی با ورودی قاب خورشیدی است. خروجی این مبدل نیز توسط دو شاخص ضریب مدولاسیون و دوره اتصال کوتاه کنترل می‌شود اما بر روی روش‌های کنترل افزاینده ساده، افزاینده حداکثر و افزاینده ثابت با تزریق هارمونیک سوم متمرکز شده و با هم مقایسه شده‌اند که نتایج این مقایسه‌ها بیان‌گر بهبود بهره ولتاژ و استرس ولتاژ و هارمونیک کم‌تر در روش کنترل افزاینده ثابت با تزریق هارمونیک سوم در مقایسه با دو روش کنترلی دیگر است. مرجع [۱۶] شامل روش کنترلی جدیدی برای اینورتر چندسطحی آبشاری شبه‌منبع امپدانسی است. این روش ردیابی نقطه توان حداکثر را به‌صورت مستقل با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات برای هر آرایه قاب خورشیدی در شرایط مختلف و همچنین ولتاژ لینک DC را به‌صورت مستقل با استفاده از شبکه‌های عصبی مصنوعی کنترل می‌کند که باعث افزایش قابلیت اطمینان و پاسخ سریع سیستم می‌شود. در مقاله مرجع [۱۷] یک مبدل چندسطحی آبشاری شبه منبع امپدانس ارائه شده است که به همراه سیستم فیلتر قدرت فعال کار می‌کند که موجب کاهش یافتن خازن‌ها و سلف‌های حجیم در کاربردهای توان بالا می‌شود. در مرجع [۱۸] با ترکیب جدیدی از اینورتر چندسطحی و اینورتر منبع امپدانس، مشکل ولتاژ کم خروجی اینورترهای چندسطحی را از بین برده است که این امر توسط ضریب افزایندگی صورت خواهد گرفت.

مبدل پیشنهادی در این مقاله با تغییر در شبکه امپدانسی مبدل منبع امپدانس و جایگزینی دو ترانســفورماتور به‌جای دو ســلف شــبکه

امپدانسی، دو خروجی DC را توسط یکسوکننده به وجود آورده است. علاوه بر این با داشتن تنها دو ترانسفورماتور در شبکه امپدانسی، نسبت به مبدل‌های هفت‌سطحی منبع امپدانسی معرفی شده گذشته، هزینه کم‌تری را دارا است. در مبدل‌های قبل، همه برای تولید خروجی هفت سطحی نیاز به ۳ منبع ورودی DC دارند اما در این مبدل فقط نیاز به یک منبع ورودی DC خواهد بود و به نسبت مبدل‌های قبلی با دوره کاری کم‌تر، ولتاژ خروجی بیشتری را ایجاد می‌کند. در مبدل پیشنهادی برخلاف مبدل‌های چند سطحی متعارف [۷]، ولتاژ خروجی اینورتر از منبع DC ورودی به‌واسطه شبکه امپدانسی و دو ترانسفورماتور بخش DC، ایزوله خواهد بود. این مبدل برخلاف مبدل‌های چندسطحی مرسوم علاوه بر اندازه ولتاژ منبع DC ورودی به میزان ضریب افزایندگی در شبکه امپدانسی نیز وابسته است، همچنین نسبت دور ترانسفورماتور در این مبدل برای بخش DC بسیار پایین است و نشان دهنده آن خواهد بود که افزایندگی این مبدل به‌واسطه نسبت دور ترانسفورماتور نخواهد بود و از طریق ضریب افزایندگی شبکه امپدانسی این افزایش صورت می‌گیرد. این مبدل در مکان‌هایی که کمبود منبع DC وجود دارد بسیار مفید هست چون تنها به یک منبع نیاز است.

بخش‌های این مقاله به‌صورت زیر تنظیم شده است.

بخش ۲ تحلیل عملکرد مبدل پیشنهادی با جزئیات، بخش ۳ تحلیل حالت دائم مبدل پیشنهادی، در بخش ۴ طراحی مدار انجام شده است و در بخش ۵ شبیه‌سازی و نتایج مبدل پیشنهادی ارائه شده است.



شکل ۱: بلوک دیاگرام مبدل پیشنهادی.

۲- تحلیل عملکرد مبدل پیشنهادی

مدار مبدل پیشنهادی در شکل ۲ شرح داده شده است. دو هسته T_1 و T_2 وجود دارد که نسبت دورهای آن‌ها N_1 و N_2 است. مدل مدار معادل ترانسفورماتور، شامل اندوکتانس مغناطیسی L_m است. اندوکتانس نشتی اولیه L_{lk1} و مجموع اندوکتانس نشتی ثانویه L_{lk2} است و با درنظر گرفتن خازن پارازیتی ترانسفورماتور در فرکانس بالا و تلفات اُهمی و سلفی سیم‌پیچ‌ها و تلفات مغناطیسی هسته، ترانسفورماتورها به‌صورت غیر ایده‌آل طراحی شده‌اند تا به حالت واقعی نزدیک‌تر شود.

مبدل پیشنهادی شامل ۸ خازن (C_1، C_2، C_{3p}، C_{3n}، C_{4p}، C_{4n}، C_{5p} و C_{5n})، ۷ دیود (D_1، D_2، D_{3p}، D_{3n}، D_{4p} و D_{4n}) و ۱۲ کلید قدرت (S_{11p}، S_{11n}، S_{12p}، S_{12n}، S_{21p}، S_{21n}، S_{22p}، S_{22n}، S_{31p}، S_{31n}، S_{32p} و S_{32n}) است.

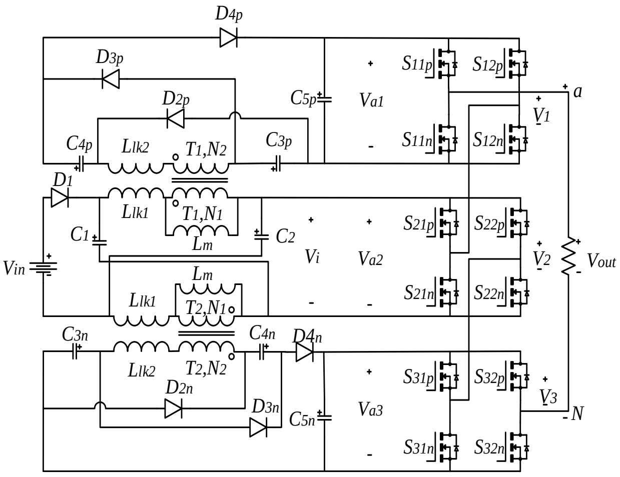
فرضیات تحلیل مُدهای مبدل پیشنهادی برای هر دو حالت شرایط پیوسته و حالت شرایط گسسته به‌صورت زیر است:

۱) خازن‌ها و دیود به‌صورت ایده‌آل فرض شده‌اند.

۲) کلیدها با تأخیر ۱ میکروثانیه فعال و غیرفعال می‌گردند.

۳) به دلیل تقارن مدار مبدل پیشنهادی، مقدار اندوکتانس مغناطیسی L_{m1} و L_{m2} و خازن‌های C_1 و C_2 در شبکه امپدانسی دارای مقدارهای یکسانی هستند ($L_m = L_{m1} = L_{m2}$، $C = C_1 = C_2$، $C_{3p} = C_{3n}$، $C_{4p} = C_{4n}$ و $C_{5p} = C_{5n}$).

۴) نسبت دور ترانسفورماتور n برابر با N_2 / N_1 است.



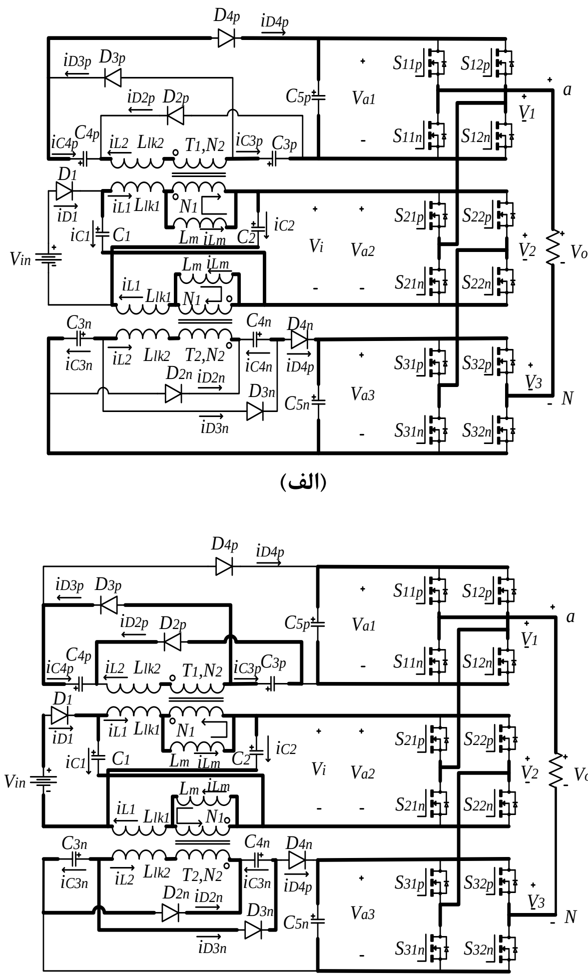
شکل ۲: مبدل پیشنهادی همراه با نمایش جزئیات مدار.

۲-۱- حالت شرایط پیوسته (CCM)

حالت شرایط پیوسته مبدل در شکل ۳ نشان داده شده است. شکل موج اجزای سیستم در این شرایط نیز در شکل ۴ شرح داده شده است. این حالت در دو دوره اصلی خلاصه می‌شود.

حالت I $[t_1 - t_0]$: در این حالت کلیدهای متصل به شبکه امپدانسی در حالت اتصال کوتاه هستند. دیودهای D_{4p} و D_{4n} در حال هدایت و دیودهای D_1، D_{2p}، D_{2n}، D_{3p} و D_{3n} خاموش و خازن‌های C_1 و C_2 درحال تخلیه شارژ هستند. اندوکتانس‌های مغناطیسی L_m، انرژی ذخیره‌شده را به ثانویه انتقال می‌دهد و سمت ثانویه ترانسفورماتور با خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} سری شده است و انرژی را به بار انتقال می‌دهند. خازن‌های C_{5p} و C_{5n} در حال شارژ شدن هستند. این حالت زمانی که کلیدهای قرار گرفته در خروجی شبکه امپدانسی در حالت اتصال کوتاه هستند رُخ می‌دهد و تا زمان $t = t_1$ ادامه می‌یابد.

حالت II $[t_1 - t_2]$: در این حالت کلیدهای متصل به شبکه امپدانسی در حالت کار عادی و دیودهای D_{4p} و D_{4n} خاموش و دیودهای D_1، D_{2p}، D_{2n}، D_{3p} و D_{4n} در حالت هدایت جریان هستند. انرژی ذخیره شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m همچنان به سمت ثانویه انتقال می‌یابد. خازن‌های C_1 و C_2 درحال شارژ شدن هستند ثانویه ترانسفورماتور با خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} به‌صورت موازی قرار خواهد گرفت و شارژ خواهند شد. انرژی ذخیره‌شده خازن‌های C_{5p} و C_{5n} در بار خروجی تخلیه می‌شود. این حالت تا زمانی که کلیدها اتصال کوتاه شوند، ادامه می‌یابد.



(الف)

(ب)

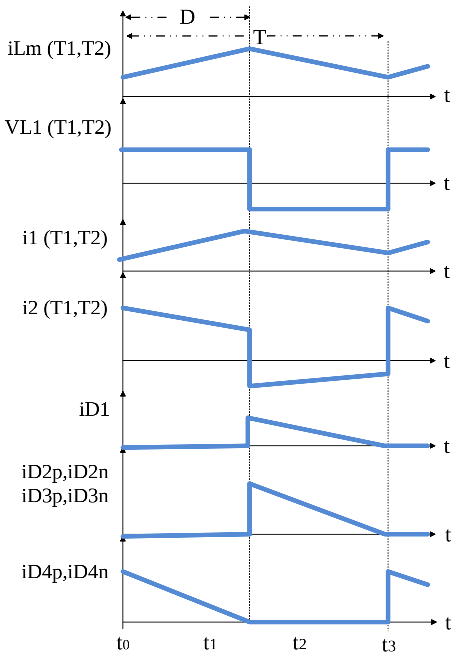
شکل ۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی در شرایط CCM؛ (الف) حالت I، (ب) حالت II.

۲-۲- حالت شرایط گسسته (DCM)

حالت شرایط گسسته مبدل در شکل ۵ نشان داده شده است. شکل موج اجزای سیستم در این شرایط نیز در شکل ۶ شرح داده شده است که این حالت از مدار دارای سه دوره اصلی است.

حالت I $[t_0 - t_1]$: در این حالت، کلیدهای متصل به شبکه امپدانسی در حالت اتصال کوتاه و دیودهای D_{4p} و D_{4n} در حالت هدایت و دیودهای D_1، D_{2p}، D_{2n}، D_{3p} و D_{3n} خاموش هستند. اندوکتانس‌های مغناطیسی و نشتی L_m و L_{lk1} به‌وسیله ولتاژ V_C شارژ می‌شوند. انرژی ذخیره‌شده از طریق اندوکتانس مغناطیسی L_m به سمت ثانویه انتقال می‌یابد. انرژی ذخیره‌شده خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} در بار اینورتر پل H آبشاری تخلیه می‌شوند. خازن‌های C_{5p} و C_{5n} شارژ شده است. این حالت تا زمان $t=t_1$ ادامه می‌یابد.

حالت II $[t_1 - t_2]$: در این حالت، کلیدهای متصل به شبکه امپدانسی در حالت کار عادی و دیودهای D_{4p} و D_{4n} خاموش و دیودهای D_1، D_{2p}، D_{2n}، D_{3p} و D_{4n} در حالت هدایت جریان هستند. انرژی ذخیره‌شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m همچنان به سمت ثانویه انتقال می‌یابد. خازن‌های C_1 و C_2 درحال شارژ شدن و خازن‌های C_{5p} و C_{5n} در حال تخلیه در بار خروجی اینورتر پل H آبشاری هستند. این حالت در زمان $t=t_2$ وقتی‌که $i_{L2}=0$ است، خاتمه می‌یابد.



شکل ۴: شکل موج‌های اجزای مبدل پیشنهادی در شرایط CCM.

حالت III $[t_2 - t_3]$: در این حالت دیودها همگی خاموش هستند. انرژی ذخیره‌شده در اندوکتانس مغناطیسی L_m تخلیه شده و انرژی ذخیره‌شده در خازن‌های C_{5p} و C_{5n} در بار خروجی اینورتر پل H آبشاری تخلیه خواهند شد. این حالت در زمان $t=t_3$ به اتمام می‌رسد.

۳- تحلیل حالت دائم مبدل پیشنهادی

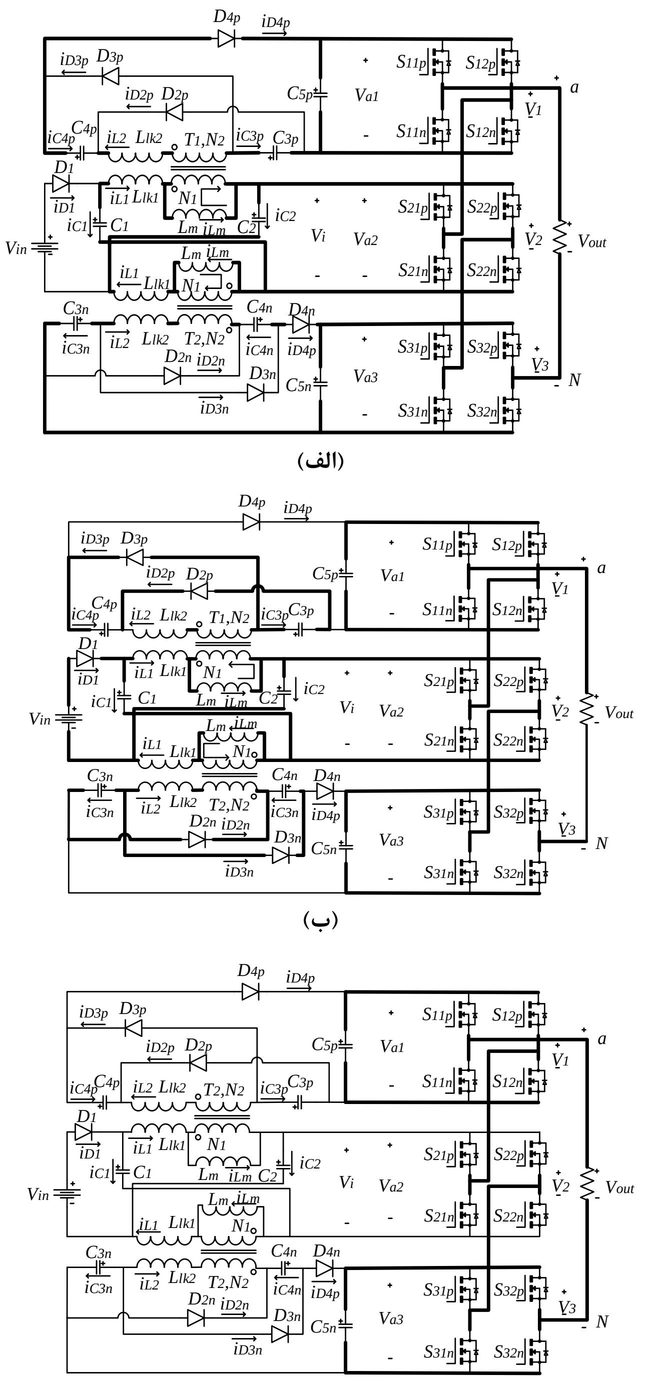
رابطه بین ولتاژ اولیه و ثانویه در دو ترانسفورماتور و V_{C1} و V_{C2} در هر دو حالت کاری پیوسته و گسسته به‌صورت زیر خواهند بود:

$$V_{L2} = -nV_{L1} = nV_C \qquad (۱)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \qquad (۲)$$

۳-۱- حالت کاری پیوسته (CCM)

دو ناحیه عملکرد CCM در تحلیل حالت دائم وجود دارد که بیش‌ترین زمان را به نسبت دیگر دوره‌ها به خود اختصاص می‌دهند. T_S دوره اتصال کوتاه و D دوره کاری کلیدها در این زمان است.



شکل ۵: مدار معادل مبدل پیشنهادی در شرایط DCM؛ (الف) حالت I، (ب) حالت II، (ج) حالت III.

در طول دوره حالت I، روابط زیر از شکل ۳ (الف) به دست می‌آید:

$$V_{L1}^{I}=V_{L2}^{I}=V_{C1}=V_{C2}=V_C \qquad (۳)$$

$$V_{L2}^{I}=V_{C3p}+V_{C4p}-V_{a1} \qquad (۴)$$

$$V_i^{I}=0 \qquad (۵)$$

$$V_{L2}^{I}=-nV_{Lm}^{I}=-nV_C \qquad (۶)$$

در دوره‌ای که کلیدهای شـــبکه امپدانســـی در حالت کار عادی هستند، رابطه‌های زیر از شکل ۳ (ب) مبدل استخراج می‌شود:

$$V_{L1}^{II}=V_{in}-V_C \qquad (۷)$$

$$V_{L2}^{II}=V_{C3p}=V_{C4p} \qquad (۸)$$

رابطه بین ولتاژ ورودی V_{in} و ولتاژ خازن V_C با اعمال بالانس ولتاژ سلف به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\frac{V_C}{V_{in}}=\frac{1-D}{1-2D} \qquad (۹)$$

ولتاژ خروجی شـبکه امپدانســی که ولتاژ طبقه دوم مبدل پل H را ایجاد می‌کند برابر است با:

$$V_{a2}=V_i=\frac{1}{1-2D}V_{in} \qquad (۱۰)$$

ولتاژهای V_{Lm}^{II} و V_{L2}^{II} به‌صورت زیر است:

$$V_{Lm}^{II}=-\frac{D}{1-D}V_C \qquad (۱۱)$$

$$V_{L2}^{II}=\frac{nD}{1-D}V_C \qquad (۱۲)$$

ولتاژ خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} برابر است با:

$$V_{C3p}=V_{C3n}=V_{C4p}=V_{C3n}=\frac{nD}{1-2D}V_{in} \qquad (۱۳)$$

درنهایت، ولتاژ لینک DC بخش بالا و پایین مبدل پل H که همان ولتاژ خازن‌های C_{5p} و C_{5n} است برابر است با:

$$V_{a1}=V_{a3}=V_{C5p}=V_{C5n}=nV_{in}\frac{1+D}{1-2D} \qquad (۱۴)$$

مقدار ولتاژ بلوک V_{D1}، V_{D2p}، V_{D2n}، V_{D3p}، V_{D3n}، V_{D4p} و V_{4n} که ولتاژ بلوک دیودها است برابر است با:

$$V_{D1}=\frac{1}{1-2D}V_{in} \quad (۱۵)$$

$$V_{D2p}=V_{D2n}=V_{D3p}=V_{D3n}=V_{D4p}=V_{D4n}= =\frac{1}{1-2D}\,nV_{in} \quad (۱۶)$$

۳-۲- حالت کاری گسسته (DCM)

سه ناحیه عملکرد DCM در این تحلیل بررسی می‌شود. T_S دوره اتصال کوتاه و D دوره کاری کلیدها در این زمان است. دوره کاری D_L برابر با T_L/T هست که بخش دوم عملکرد حالت دائم مبدل و بخش سوم، زمان‌های باقی‌مانده در هر دوره است.

در طول دوره حالت I، روابط زیر از شکل ۵ (الف) به دست می‌آید:

$$V_{L1}^{I}=V_{L2}^{I}=V_{C1}^{I}=V_{C2}^{I}=V_{C}^{I} \quad (۱۷)$$

$$V_{L2}^{I}=V_{C3p}^{I}+V_{C4p}^{I}-V_{a1}^{I} \quad (۱۸)$$

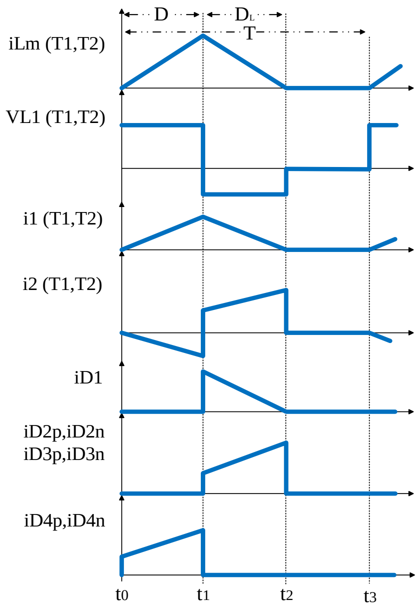
$$V_{i}^{I}=0 \quad (۱۹)$$

در حالت II، رابطه ولتاژی مبدل از شکل ۵ (ب) استخراج می‌شود:

$$V_{L1}^{II}=V_{in}-V_{C}^{II} \quad (۲۰)$$

$$V_{L2}^{II}=V_{C3p}^{Ii}=V_{C4p}^{II} \quad (۲۱)$$

$$V_{i}^{II}=V_{C}^{II}-V_{L1}^{II}=2V_{C}^{II}-V_{in} \quad (۲۲)$$



شکل ۶: شکل موج‌های اجزای مبدل پیشنهادی در شرایط DCM.

رابطه بین ولتاژ ورودی V_{in} و ولتاژ خازن V_C با اعمال بالانس ولتاژ سلف به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{V_C}{V_{in}}=\frac{D_L}{D_L-D} \quad (۲۳)$$

ولتاژ خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} برابر است با:

$$V_{C3p}=V_{C3n}=V_{C4p}=V_{C3n}=\frac{nV_cD}{D_L} \quad (۲۴)$$

همچنین، ولتاژهای V_{a1}، V_{a2} و V_{a3} به‌صورت زیر است:

$$V_i=V_{a2}=\frac{D_L+D}{D_L-D}V_{in} \quad (۲۵)$$

$$V_{a1}=V_{a3}=\frac{2D+D_L}{D_L}nV_C=\frac{2D+D_L}{D_L-D}nV_{in} \quad (۲۶)$$

مقدار ولتاژ بلوک V_{D1}، V_{D2p}، V_{D2n}، V_{D3p}، V_{D3n}، V_{D4p} و V_{4n}:

$$V_{D1}=\frac{D+D_L}{D_L-D}V_{in} \quad (۲۷)$$

$$V_{D2p}=V_{D2n}=V_{D3p}=V_{D3n}=V_{D4p}=V_{D4n}= =\frac{D+D_L}{D_L-D}nV_{in} \quad (۲۸)$$

ولتاژ خروجی اینورتر هفت‌سطحی پل H به‌صورت زیر است:

$$V_{H-B}=\sum_{n=1}^{3}S_kV_{an} \quad (۲۹)$$

که V_{H-B} ولتاژ خروجی نهایی در مبدل پل H هست و V_{an} ولتاژ سه خروجی مبدل منبع امپدانس است که n تعداد ماژول‌های پل H را نشان می‌دهد و $S_k \in \{-۱، ۰، +۱\}$ نشان‌دهنده ورود هر ماژول در خروجی پل H است.

شرایط کنترلی مدار و کلیدزنی در هر کلید نیز در شکل ۷ به‌صورت کامل بیان شده و نحوه اتصال کوتاه در کلیدهای طبقه دوم که باعث افزایندگی ولتاژ می‌شوند در این شکل کاملاً مشخص است.

در مبدل منبع امپدانس می‌توان با اعمال اتصال کوتاه یا همان رو شن شدن دو کلید در یک پایه اینورتر در شرایط اتصال کوتاه قرار گرفت و باعث افزایندگی در این مبدل شد که در مبدل پیشنهادی نیز عمل اتصال کوتاه با روشن شدن کلیدهای S_{21p} و S_{21n} یا S_{22p} و S_{22n} صورت می‌گیرد. اتصال کوتاه به این صورت است که وقتی موج دندان‌اره‌ای در بخش بالای محور زمان از مقدار ثابت مثبت، بیش‌تر یا در بخش پایین محور زمان از مقدار ثابت منفی، کم‌تر شد هر ۴ کلید S_{21p}، S_{21n}، S_{22p} و S_{22n} روشن می‌شوند و کلیدهای S_{11p}، S_{11n}، S_{12p} و S_{12n} در بخش بالایی خروجی DC و S_{31p}، S_{31n}، S_{32p} و

S_{32n} در بخش پایینی خروجی DC طبقه‌های ولتاژ پُل H را ایجاد خواهند کرد که به‌صورت مدولاسیون پهنای پالس معمولی کار می‌کنند و هر زمان که موج دندان‌اره‌ای از موج سینوسی کم‌تر باشد کلیدها فعال شده و هر زمان که موج دندان‌اره‌ای از موج سینوسی بیش‌تر شود کلیدها غیرفعال خواهند شد. درصورتی‌که در هر بخش پل H، کلید بالا در یک پایه و کلید پایین در پایه متناظر یا برعکس فعال شوند ولتاژ لینک DC ورودی آن بخش در خروجی خود ظاهر می‌شود و اگر دو کلید بالا در هر پایه یا دو کلید پایین فعال شوند ولتاژ صفر به خروجی آن انتقال می‌یابد. با توجه به ساختاری که در این مبدل وجود دارد قابلیت اطمینان این مبدل از چند منظر مورد اهمیت است، اول این‌که خروجی مبدل، یک اینورتر چندسطحی است و با از دست رفتن برخی از سطوح در خروجی، این مبدل همچنان توانایی تولید ولتاژ را خواهد داشت و دوم این‌که خروجی اینورتر پل H در بخش میانی با توجه به شبکه امپدانسی که قبل از آن قرار دارد، با اتصال کوتاه در این ناحیه نه‌تنها باعث صدمه به مبدل نخواهد شد بلکه افزایندگی مبدل در همین اتصال کوتاه خواهد بود و نهایتاً در خصوص قابلیت اطمینان این مبدل می‌توان به ایزوله بودن منبع ورودی DC با هر سه بخش اینورتر خروجی اشاره کرد که در خروجی اینورتر، بخش بالا و پایین مبدل این امر به دلیل وجود ترانسفورماتور صورت می‌گیرد و در بخش خروجی میانی به دلیل وجود شبکه امپدانسی این ایزولاسیون خروجی از منبع ورودی اتفاق می‌افتد.

مقایسه مداری بین مبدل مرجع‌های [۱۱-۱۴] که مبدل‌های منبع امپدانس چندسطحی می‌باشند در جدول ۱ برای تولید خروجی هفت‌سطحی آورده شده است که $B_{[10]}=\dfrac{1}{1-2D_{sh}}$ و $B_{[9]}=\dfrac{1+D_{sh}}{1-3D_{sh}}$ و $B_{[11]}=\dfrac{1}{1-2D_{sh}}$ و $B_{[12]}=\dfrac{1}{1-2D_{sh}}$ مقدار افزایندگی هر مبدل و D_{sh} دوره اتصال کوتاه در این مبدل‌ها است و V_{an} مبدل پیشنهادی در رابطه‌های (۱۰) و (۱۴) بیان شده است.

با توجه به جدول ۱ مشاهده می‌شود که کلیدها برای تولید یک خروجی هفت‌سطحی در همه مبدل‌ها به‌جز مبدل [۱۳] با هم برابر هستند و مبدل [۱۳] تنها دو کلید کم‌تر از دیگر مبدل‌ها دارد و مبدل پیشنهادی تنها ۲ خازن بیش‌تر از دیگر مبدل‌ها دارد. این مبدل فقط دارای دو ترانسفورماتور است، اما مبدل‌های دیگر باید حداقل ۶ سلف در اختیار داشته باشند که هزینه را در آن مبدل‌ها افزایش خواهد داد تا مبدل پیشنهادی دارای هزینه کم‌تری باشد. همه مبدل‌ها نیاز به ۳ منبع ورودی DC دارند، درحالی‌که مبدل پیشنهادی تنها یک منبع DC در ورودی خود دارد. مبدل [۱۱] بیشترین افزایندگی را در بین دیگر مبدل‌ها دارد که به ازای سه منبع ورودی ۲۵ ولت و یک دوره کاری مشخص می‌تواند حداکثر ۲۲۵ ولت در خروجی خود ایجاد کند ولی مبدل پیشنهادی با یک منبع DC ۲۵ ولتی، با همان دوره اتصال کوتاه در مبدل [۱۱]، خروجی ۳۳۳ ولت ایجاد کند.

۴- طراحی المان‌های مدار

در طراحی مبدل پیشنهادی، بخشی از روابط با کمک نتایج به‌دست آمده از مرجع [۶] صورت گرفته است که به آن ارجاع داده شده است.

ولتاژ خروجی نامی در نظر گرفته شده برای طراحی مدار ۳۳۳ ولت و ولتاژ ورودی مبدل پیشنهادی ۲۵ ولت خواهد بود. نسبت دوره کاری در مبدل برابر با $D=۰/۳۸۸$ و فرکانس کاری برابر با $f=۱۰$ kHz است.

جدول ۱: مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های موجود.

پارامتر	مبدل [۱۱]	مبدل [۱۲]	مبدل [۱۳]	مبدل [۱۴]	مبدل پیشنهادی
کلید	۱۲	۱۲	۱۰	۱۲	۱۲
دیود	۲۱	۳	۳	۳	۷
سلف	۱۲	۶	۶	۶	۰
خازن	۶	۶	۶	۶	۸
ترانسفورماتور	۰	۰	۰	۰	۲
منبع DC ورودی	۳	۳	۳	۳	۱
THD	۲۱/۷۲	۲۶/۲۶	۲۴/۰۵	۲۷/۸۱	۲۷
حداکثر بهره ولتاژ	۳ $B_{[9]}V_{dc}$	۳ $B_{[9]}V_{dc}$	۳ $B_{[9]}V_{dc}$	۳ $B_{[9]}V_{dc}$	$\sum_{n=1}^{3}V_{an}$

رابطه بین جریان‌های I_{L1}^{I} و I_{L1}^{II} که جریان سمت اولیه ترانسفورماتور در حالت I و حالت II است به‌صورت زیر است:

$$I_{L1}^{II}=\frac{D}{(1-D)}I_{L1}^{I} \qquad (۳۰)$$

رابطه جریان ثانویه ترانسفورماتور در حالت‌های I و II به‌صورت زیر است:

$$I_{L2}^{II}=-\frac{2D}{(1-D)}I_{L2}^{I} \qquad (۳۱)$$

همچنین، شار میانگین در ترانسفورماتور نیز برابر است با:

$$I_{L1}^{I}-nI_{L2}^{I}=I_{L1}^{II}-nI_{L2}^{II} \qquad (۳۲)$$

رابطه بین I_{L2}^{I} و جریان ماقبل اینورتر پل H آبشاری (I_{a1}):

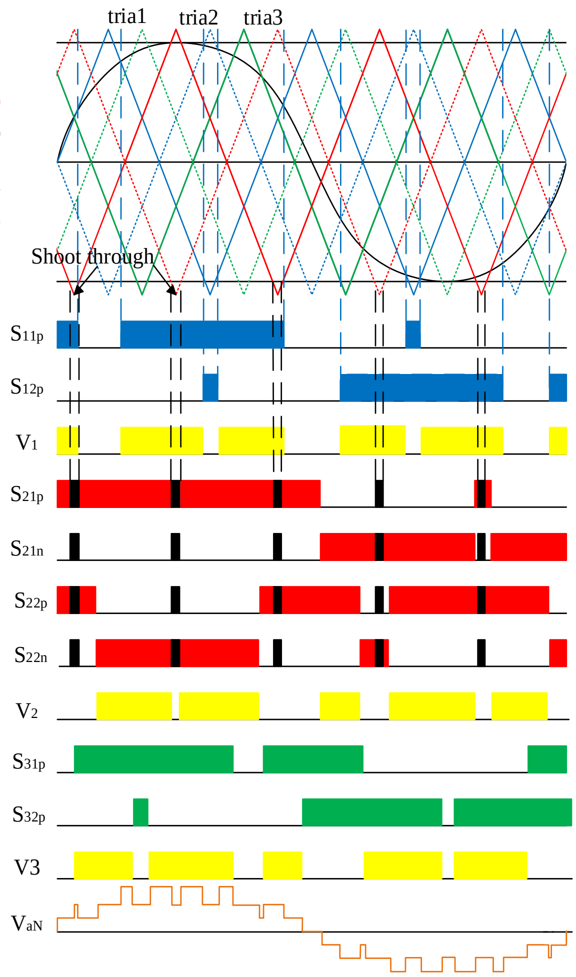
$$I_{L2}^{I}=\frac{I_{a1}}{D} \qquad (۳۳)$$

جریان‌های I_{L1}^{I}، I_{L1}^{II} و I_{L2}^{II} نیز به‌صورت زیر به‌دست خواهند آمد:

$$I_{L1}^{I}=\frac{(1+D)}{(1-2D)}\frac{n}{D}I_{a1} \qquad (۳۴)$$

$$I_{L1}^{II}=\frac{(1+D)}{(1-2D)}\frac{n}{(1-D)}I_{a1} \qquad (۳۵)$$

$$I_{L2}^{II}=-\frac{I_{a1}}{(1-D)} \qquad (۳۶)$$



شکل ۷: طرح کنترلی کلیدزنی مبدل پیشنهادی.

ولتاژ خازن‌های V_{C1} و V_{C2} و خازن‌های V_{C3p}، V_{C3n}، V_{C4p} و V_{C4n} بخش DC کننده سمت ثانویه ترانسفورماتور برابر است با:

$$V_C = \frac{1-0.388}{1-2\times0.388}\times 25 = 68.3v \qquad (۳۷)$$

$$V_{C3p} = V_{C3n} = V_{C4p} = V_{C4n} = \\ = \frac{(0.72\times0.388)}{(1-2\times0.388)}\times 25 = 31.1v \qquad (۳۸)$$

ولتاژ طبقه دوم (V_{a2}) و طبقه اول (V_{a1}) و طبقه سوم (V_{a3}):

$$V_{a2} = V_i = \frac{1}{1-2\times0.388}\times 25 = 111v \qquad (۳۹)$$

$$V_{a1} = V_{a3} = V_{C5p} = V_{C5n} = \\ = 0.72\times 25\times\frac{1+0.388}{1-2\times0.388} = 111v \qquad (۴۰)$$

با توجه به رابطه جریان خازن $I_C = C.\Delta V / \Delta T$، مقادیر خازن‌ها به‌صورت زیر خواهند بود:

$$C_1 = C_2 \geq \frac{I_{L1}^I DT}{\Delta V_{C1}} = 77.6\mu F \qquad (۴۱)$$

$$C_{3p} = C_{3n} = C_{4p} = C_{4n} \geq \frac{I_{L2}^I DT}{\Delta V_{C3p}} = 19.01\mu F \qquad (۴۲)$$

$$C_{5p} = C_{5n} \geq \frac{I_{a1} DT}{\Delta V_{C5p}} = 369.15\mu F \qquad (۴۳)$$

ریپل ولتاژ برای خازن‌های C_1 و C_2 برابر با ٪ ۰/۵، برای خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} ریپل ولتاژ کم‌تر از ٪ ۰/۵ و برای خازن‌های C_{5p} و C_{5n} ریپل ولتاژ ٪ ۰/۱ است.

مقدار جریان مغناطیسی میانگین به‌صورت زیر است:

$$I_{Lm} = I_{L1}^I - nI_{L2}^I \qquad (۴۴)$$

با توجه به رابطه ولتاژ سلف $v_L = L.\Delta I_L / \Delta T$ ، مقدار اندوکتانس مغناطیسی در حالت CCM در شرایط مرزی برابر است با:

$$L_m \geq \frac{V_{C1} DT}{I_{Lm}} = 263.084\mu H \qquad (۴۵)$$

ولتاژ خروجی نامی در نظر گرفته شده برای طراحی مدار مقدار ۳۷۵ ولت و ولتاژ ورودی مبدل پیشنهادی ۲۵ ولت خواهد بود. نسبت دوره کاری در مبدل برابر با $D = ۰/۲$ و $D_L = ۰/۳$ است.

ولتاژ خازن‌های V_{C1} و V_{C2} و خازن‌های V_{C3p}، V_{C3n}، V_{C4p} و V_{C4n} بخش DC کننده سمت ثانویه ترانسفورماتور برابر است با:

$$V_C = \frac{0.3}{0.3-0.2}25 = 75v \qquad (۴۶)$$

$$V_{C3p} = V_{C3n} = V_{C4p} = V_{C4n} = \\ = \frac{0.72(75)(0.2)}{0.3} = 35.7v \qquad (۴۷)$$

ولتاژ طبقه دوم (V_{a2}) و طبقه اول (V_{a1}) و طبقه سوم (V_{a3}):

$$V_i = V_{a2} = \frac{0.3+0.2}{0.3-0.2}25 = 125v \qquad (۴۸)$$

$$V_{a1} = V_{a3} = \frac{2(0.2)+0.3}{0.3-0.2}(0.72)\ (25) = 125v \qquad (۴۹)$$

تلفات در این سیستم در کلیدهای طبقه اول و سوم مانند هم هستند و فقط در طبقه دوم به دلیل اتصال کوتاه‌هایی که رخ می‌دهد، تفاوت احساس می‌شود. تلفات کلیدزنی در زمان هم‌پوشانی ولتاژ و جریان کلید در زمان خاموشی می‌باشد که به‌صورت زیر است:

$$P_{SW} = \frac{V_{DS} i_{DS} T_{OFF}}{T} \qquad (۵۰)$$

که V_{DS} ولتاژ زمان خاموشی کلید، i_{DS} جریان زمان خاموشی و T_{OFF} زمان خاموشی کلید خواهد بود.

استرس ولتاژ (V_{DS}) کلیدها در حالت دائمی با کمک رابطه (۱۰) و (۱۴) به‌دست خواهد آمد که:

$$V_{DS(a2)} = \frac{1}{1-2D} V_{in} \qquad (۵۱)$$

$$V_{DS(a1)} = V_{DS(a3)} = \frac{1+D}{1-2D} n V_{in} \qquad (۵۲)$$

جریان‌های عبوری از کلیدهای طبقه دوم در رابطه (۵۳) و جریان کلیدهای طبقه اول و سوم در رابطه (۵۴) بیان شده است:

$$i_{DS(L1)} = I_{L1}^{II} = \frac{(1+D)}{(1-2D)} \frac{n}{(1-D)} \frac{P_o}{V_o} \qquad (۵۳)$$

$$i_{DS(L2)} = I_{L2}^{II} = -\frac{1}{(1-D)} \frac{P_o}{V_o} \qquad (۵۴)$$

۵- نتایج شبیه‌سازی و تفسیر آن

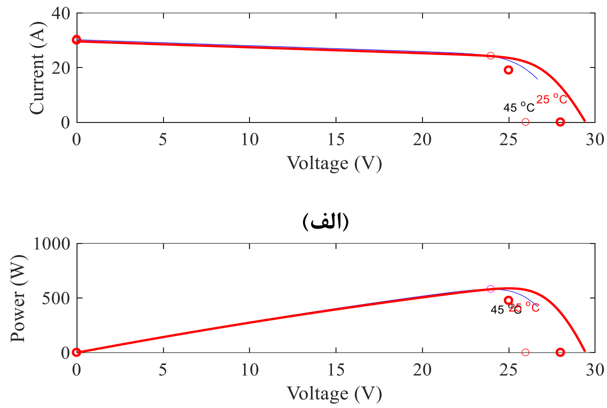
مقادیر مختلف پارامترهای سیستم در شبیه‌سازی در جدول ۲ بیان شده است.

به‌عنوان ورودی سیستم از مدل قاب خور شیدی ا ستفاده شده ا ست. مشخصه V-I قاب خورشیدی و مشخصه V-P آن در شکل ۸ نشان داده شده است که تغییرات مشخصه‌ها را بر اساس تغییر دما از ۲۵ درجه به ۴۵ درجه سانتی‌گراد نشان داده ا ست که در این شبیه‌سازی به ازای دمای ۲۵ درجه سانتی‌گراد قاب خورشیدی کار می‌کند. در شرایط CCM شکل موج خازن‌های C_1 و C_2 در شکل ۹ (الف) نشان داده شده است که بر اساس محاسبات تئوری این مقاله در حالت دائمی به مقدار ۶۸ ولت می‌رسد که با نتیجه شبیه‌سازی مطابقت دارد، شکل موج خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} در شکل ۹ (ب) نشان داده شده است که قرار بود به مقدار حدودی ۳۱ ولت برسد که با تقریب نسبتاً خوبی به‌همین مقدار در شبیه‌سازی رسیده است و شکل موج دو خازن C_{5p} و C_{5n} که همان ولتاژهای ورودی طبقه اول و سوم مبدل چندسطحی نیز می‌باشند در شکل ۹ (ج) نشان داده شده است. ولتاژ خروجی شبکه امپدانسی که درواقع ولتاژ ورودی طبقه دوم مبدل چندسطحی می‌باشد در شکل ۱۰ نشان داده شده است، این خروجی نیز مانند طبقه اول و سوم، مقدار ۱۱۱ ولت است که به همین مقدار نیز در شبیه‌سازی رسیده اما به دلیل اتصال کوتاه‌هایی که در این بخش صورت می‌گیرد ولتاژ به‌صورت مدولاسیون پهنای پالس مشاهده خواهد شد.

شکل موج خروجی مبدل پیشنهادی در حالت CCM نیز در شکل ۱۱ نشان داده شده ا ست که یک خروجی هفت سطحی می‌با شد و به ولتاژ ۳۳۳ ولت رسیده است که از ترکیب یا مجموع هر سه طبقه ورودی اینورتر پل H آبشاری حاصل می‌شود. شکل ۱۲ نیز شکل موج فرکانس بالای جریان مغناطیسی ترانسفورماتور را در حالت CCM نشان می‌دهد و شکل ۱۳ ولتاژ اولیه و ثانویه تراز سفورماتورهای T_1 و T_2 را در فرکانس بالای خود نشان می‌دهد.

جدول ۲: مشخصات سیستم شبیه‌سازی شده.

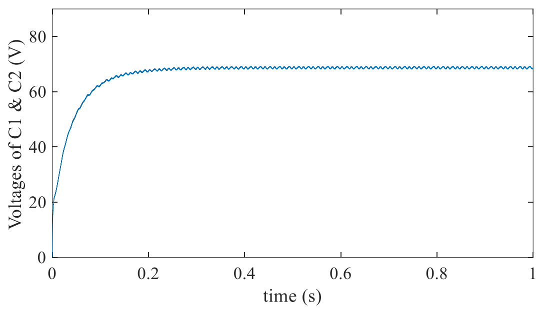
اجزا	مقدار
ولتاژ ورودی (V_{in})	۲۵ V
ولتاژ خروجی پل H برای حالت CCM	۳۳۳ V
فرکانس کلیدزنی (f_S)	۱۰ kHz
نسبت دور ترانسفورماتور T_1 و T_2	n : ۰/۷۲
خازن‌های C_1 و C_2	۲۰۰ µF
خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n}	۱۰۰ µF
خازن‌های C_{5p} و C_{5n}	۴۰۰ µF



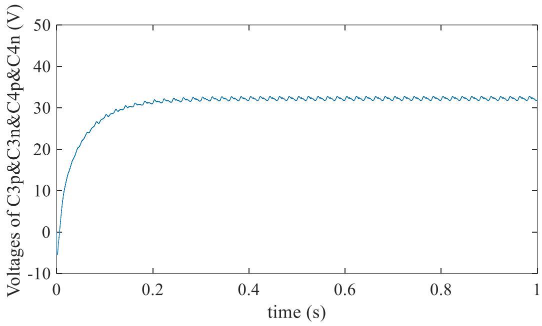
(ب)

شکل ۸: مشخصه قاب خورشیدی؛ (الف) مشخصه V-I (ب) مشخصه V-P.

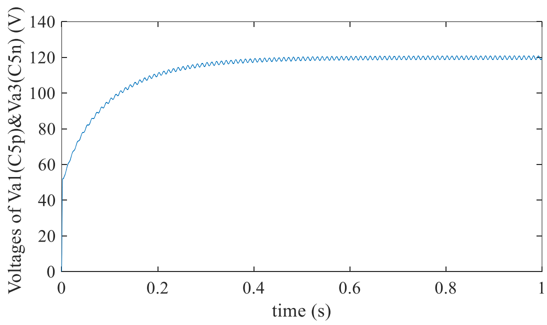
در شرایط DCM شکل موج خازن‌های C_1 و C_2 در شکل ۱۴ (الف) نشان داده شده است که به مقدار ۷۵ ولت می‌رسد، شکل موج خازن‌های C_{3p}، C_{3n}، C_{4p} و C_{4n} در شکل ۱۴ (ب) نشان داده شده است که قرار بود به مقدار ۳۵/۷ ولت برسد و شکل موج دو خازن C_{5p} و C_{5n} در شکل ۱۴ (ج) نشان داده شده است. ولتاژ خروجی شبکه امپدانسی که درواقع ولتاژ ورودی طبقه دوم مبدل چندسطحی می‌باشد در شکل ۱۵ نشان داده شده و مانند طبقه اول و سوم به ولتاژ ۱۲۵ ولت رسیده است. شکل موج خروجی مبدل پیشنهادی نیز در شکل ۱۶ نشان داده شده که به ولتاژ ۳۷۵ ولت رسیده است.



(الف)

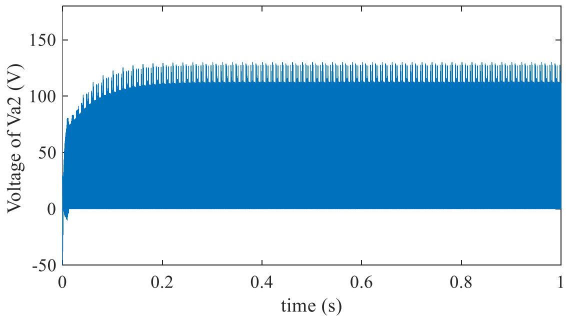


(ب)

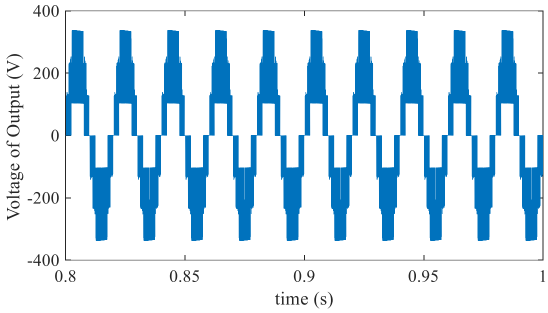


(ج)

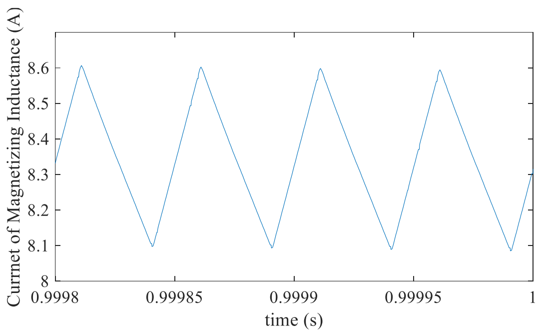
شکل ۹: شکل موج ولتاژ خازن‌ها در حالت CCM؛ (الف) ولتاژ خازن V_{C1} و V_{C2}، (ب) ولتاژ خازن V_{C3p}، V_{C3n}، V_{C4p} و V_{C4n}، (ج) ولتاژ خازن V_{C5p} و V_{C5n} یا همان V_{a1} و V_{a3}.



شکل ۱۰: شکل موج ولتاژ خروجی مبدل Z-Source در خروجی شبکه امپدانسی V_{a2} در حالت CCM.



شکل ۱۱: شکل موج خروجی مبدل چندسطحی پیشنهادی در حالت CCM.

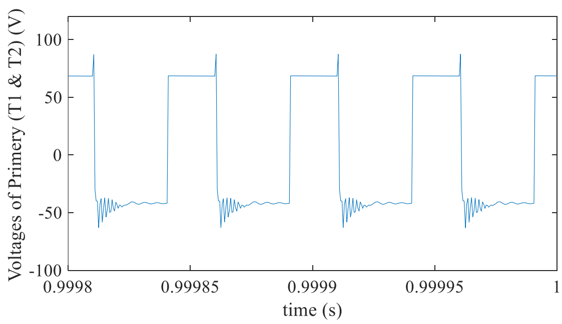


شکل ۱۲: شکل موج فرکانس بالای جریان مغناطیسی ترانسفورماتورهای T_1 و T_2 در حالت CCM.

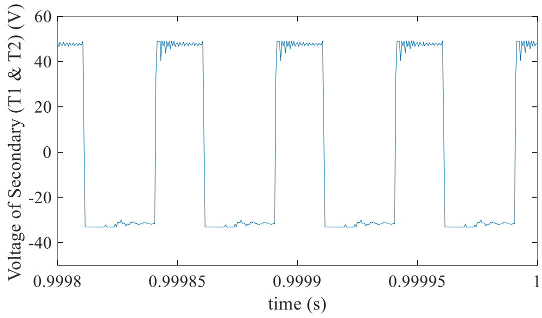
لازم به ذکر است که به‌منظور در نظر گرفتن شرایط عملی سیستم موارد زیر در شبیه‌سازی سیستم در نظر گرفته شده است:

- از مدل استاندارد IEEE ترانسفورماتور با سه خازن در شبیه‌سازی‌ها بهره گرفته شده است.
- در کلیدزنی تأخیر ۱ میکروثانیه در نظر گرفته شده است.
- افت ولتاژ دیود و مقاومت هدایت کلیدها نیز با توجه به برگه فنی یک کلید نمونه (STGW38IH130D)، در نظر گرفته شده است.

همان‌طور که در شکل ۱۳ دیده می شود در نظر گرفتن این موارد باعث ایجاد اعوجاج‌های محدودی در خروجی می شود اما ولتاژ خروجی مبدل در حد قابل‌قبول می‌باشد و عملکرد کلی مبدل دچار اخلال نمی‌شود.

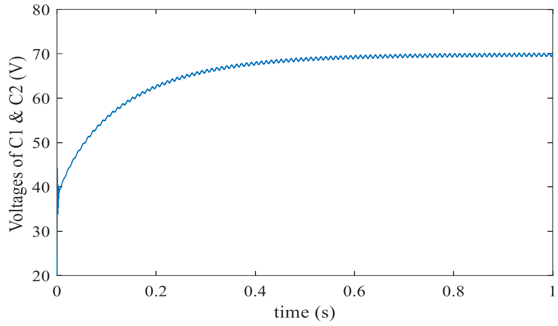


(الف)

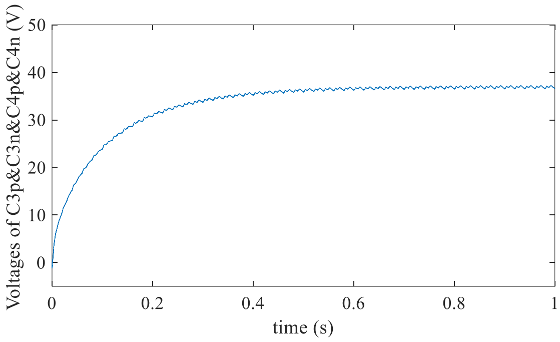


(ب)

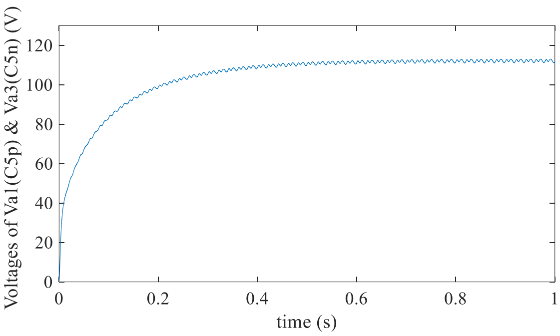
شکل ۱۳: شکل موج فرکانس بالای ترانسفورماتورهای T_1 و T_2 در حالت CCM؛ (الف) ولتاژ اولیه، (ب) ولتاژ ثانویه.



(الف)

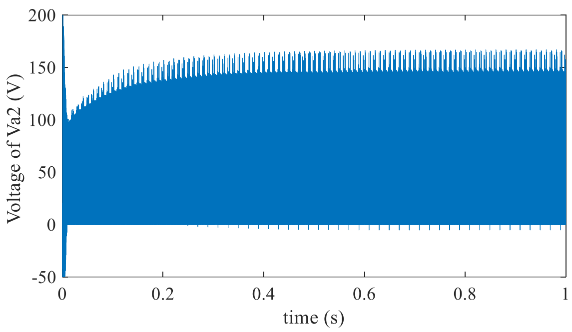


(ب)

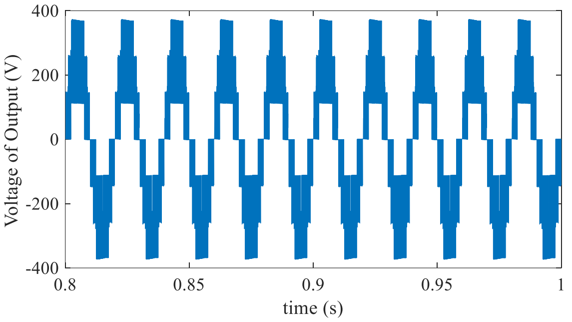


(ج)

شکل ۱۴: شکل موج ولتاژ خازن‌ها در حالت DCM؛ (الف) ولتاژ خازن V_{C1} و V_{C2}، (ب) ولتاژ خازن V_{C3p}، V_{C3n}، V_{C4p} و V_{C4n}، (ج) ولتاژ خازن V_{C5p} و V_{C5n} یا همان V_{a1} و V_{a3}.



شکل ۱۵: شکل موج ولتاژ خروجی مبدل Z-source در خروجی شبکه امپدانسی V_{a2} در حالت DCM.



شکل ۱۶: شکل موج خروجی مبدل چندسطحی پیشنهادی در حالت DCM.

۶- نتیجه‌گیری

مبدل پیشنهادی ترکیبی از یک مبدل Z-Source و یک اینورتر H-Bridge آبشاری است. در مبدل منبع امپدانس به‌جای سلف‌های شبکه امپدانسی آن، از دو ترانسفورماتور استفاده و دو خروجی DC تولید شد که این دو، ورودی‌های اینورتر چندسطحی را تغذیه می‌کنند و خروجی شبکه امپدانسی نیز ورودی دیگر اینورتر چندسطحی هست که از ترکیب این سه ورودی، خروجی هفت‌سطحی مبدل پیشنهادی ساخته می‌شود. ویژگی این مبدل وجود تنها یک منبع DC است که برخلاف مبدل پل H آبشاری مرسوم در حالتی که خروجی هفت سطحی با شد نیاز به سه منبع DC است درحالی‌که در مبدل پیشنهادی تنها نیاز به یک مبدل DC خواهد بود. همچنین بر اساس نتایج شبیه‌سازی نیز مشاهده می‌گردد که خروجی با کیفیت بالایی تولید شده و اغتشاش هارمونیکی کل نیز به مقدار ٪ ۲۷ رسیده است و در مقایسه با مبدل‌های مرسوم (یک سطحی و دوسطحی)، هارمونیک بسیار پایینی را دارد. این مبدل دارای دو ترانسفورماتور با نسبت دور پایین می‌باشد و افزایش ولتاژ خروجی علاوه بر منابع DC ورودی از طریق ضریب افزایندگی شبکه امپدانسی نیز صورت می‌گیرد. این ویژگی ها قابلیت‌های استفاده از مبدل پیشنهادی را بالا برده و در مقایسه با مبدل‌های پیشین مؤثرتر خواهد بود.

مراجع

[۱] طلیعه بخشنده طالشانی، سید سعید محتوی‌پور، «اینورتر منبع امپدانسی YZ»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، صفحه ۳۱-۳۸، ۱۳۹۵.

[۲] سعید سعیدآبادی، امین اشرف‌گندمی، حسین حسینی، مهران صباحی، «اینورتر جدید چندسطحی سه‌فاز هیبریدی بهبودیافته»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۱۳۹۵.

[3] D. Vinnikov and I. Roasto, "Quasi-Z-Source Based Isolated DC/DC Converters for Distributed Power Generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, no. 1, pp. 192-201, 2011.

[4] F. Z. Peng, "Z-Source Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 39, no. 2, pp. 504-510, March/April 2003.

[5] F. Evran and M. T. Aydemir, "Z-Source Based Isolated High Step-Up Converter," *Power Electronics on IET,* vol. 6, no. 1, pp. 117-124, 2013.

[6] F. Evran and M. Timur Aydemir, "Isolated High Step-Up DC-DC Converter with Low Voltage Stress," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 29, no. 7, pp. 3591-3603, July 2014.

[7] J. Rodriguez, J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: a Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 49, no. 4, pp. 724-738, 2002.

[8] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever and J. VanCoevering, "A Multilevel Voltage-Source Inverter With Separate DC Sources for Static Var Generation," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 32, no. 2, pp. 1130-1138, 1996.

[9] M. D. Manjrekar and T. A. Lipo, "A Generalized Structure of Multilevel Power Converter," in *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Madison, 1998.

[10] L. M. Tolbert, F. Z. Peng and T. G. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 35, no. 1, pp. 36-44, 1999.

[11] P. S. Kumar, S. P. Natarajan, A. Nachiappan and B. Shanthi, "Study of Switched Inductor Based Z-Source Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter," *International Journal of New Technology and Research* , vol. 2, no. 6, pp. 76-81, 2016.

[12] F. E. Deepak, "Performance Analysis of Z-Source Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Based on Multi Carrier PWM Techniques," *International Journal of Modern Engineering Research,* vol. 3, no. 6, pp. 3544-3551, 2013.

[13] M. R. Banaei, A. R. Dehghanzadeh, E. Salary, H. Khounjahan and R. Alizadeh, "Z-Source-Based Multilevel Inverter with Reduction of Switches," *IET Power Electronics,* vol. 5, no. 3, pp. 385-392, 2011.

[14] Y. G. Liu, H. Abu-Rub and F. Z. Peng, "Phase-Shifted Pulse-Width-Amplitude Modulation for Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter-Based Photovoltaic Power System," *IET Power Electronics,* vol. 7, no. 6, pp. 1444-1456, 2013.

[15] D. Umarani and R. Seyezhai, "Design and Simulation of Cascaded H-Bridge Quasi Z-source Multilevel Inverter for Photovoltaic Applications," *International Journal Of Innovative Research In Electrical, Electronics, Instrumentation And Control Engineering,* vol. 2, no. 7, pp. 1745-1749, 2014.

[16] A. Akhavan and H. R. Mohammadi, "A New Control Method for Grid-Connected Quasi-Z-Source Multilevel Inverter Based Photovoltaic System," *Scientia Iranica. Transaction D, Computer Science & Engineering, Electrical,* vol. 6, no. 22, pp. 2505-2515, 2015.

[17] Y. Liu, B. Ge and H. Abu-Rub, "An active power decoupling quasi-Z-source cascaded multilevel inverter," in *Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE*, 2016.

[18] J. Kotturu, "Topology analysis of switched inductor Z-source multilevel inverter," in *Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016.